



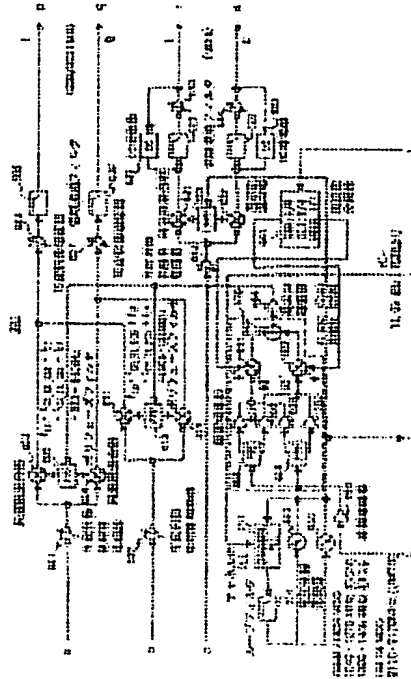


MULTI-BAND PORTABLE RADIO TERMINAL**Publication number:** JP2002135157 (A)**Publication date:** 2002-05-10**Inventor(s):** TAKAGI KOTARO**Applicant(s):** SONY CORP**Classification:****- International:** H04L27/14; H04B1/40; H04B7/26; H04L27/22; H04Q7/38;
H04L27/14; H04B1/40; H04B7/26; H04L27/22; H04Q7/38;
(IPC1-7): H04B1/40; H04B7/26; H04L27/14; H04L27/22;
H04Q7/38**- European:** H04B1/40C4**Application number:** JP20000320989 20001020**Priority number(s):** JP20000320989 20001020**Also published as:** US2002049075 (A1)
 EP1217756 (A2)
 EP1217756 (A3)
 CN1350371 (A)**Abstract of JP 2002135157 (A)**

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a multi-band portable radio terminal that is copes with multi-slot mode and is also capable of avoiding the problem of DC offsets. **SOLUTION:** The local oscillation signal for receiving GSM/DCS(global system for mobile communication/digital cellular system) is generated on the variable frequency input side of the image removing mixer, and the output from a voltage-controlled oscillator for transmission generated in an offset PLL(phase- lock loop) is provided as the input of the other image rejection mixer. As the signal source of the mixer, a signal obtained by dividing IF(intermediate frequency) frequency generated in PLL for IF, which is used for the offset PLL for generating the transmission frequency signal, is provided, to have the desired frequency generated in front of the mixer of the demodulator.



Data supplied from the esp@cenet database — Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-135157

(P2002-135157A)

(43) 公開日 平成14年5月10日 (2002.5.10)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テマート* (参考)

H 0 4 B 1/40

H 0 4 B 1/40

5 K 0 0 4

7/26

7/26

C 5 K 0 1 1

H 0 4 Q 7/38

1 0 9 G 5 K 0 6 7

H 0 4 L 27/14

H 0 4 L 27/14

B

27/22

27/22

F

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号

特願2000-320989(P2000-320989)

(22) 出願日

平成12年10月20日 (2000. 10. 20)

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 高木 光太郎

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ

一株式会社内

(74) 代理人 100097216

弁理士 泉 和人 (外1名)

Fターム(参考) 5K004 AA01 AA04 AA05 BA02 EA04

FG02

5K011 BA10 DA03 DA05 DA08 DA27

JA01 KA01 KA08

5K067 AA23 AA42 CC04 CC10 EE02

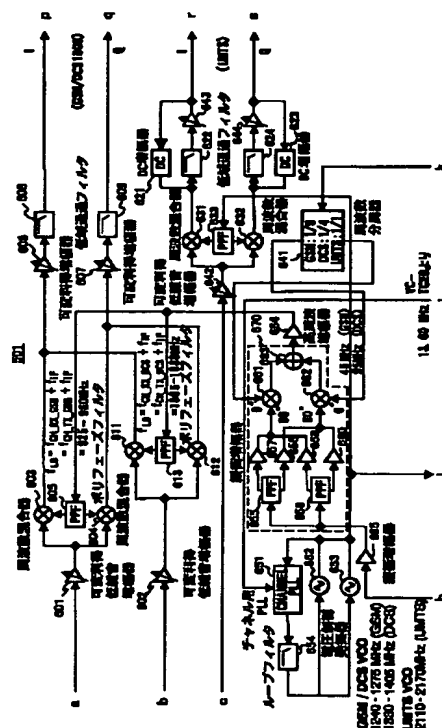
EE61 JJ11

(54) 【発明の名称】 マルチバンド携帯無線端末

(57) 【要約】

【課題】 マルチスロットモードに対応し、かつ、DCオフセットの問題を回避できるマルチバンド携帯無線端末を提供する。

【解決手段】 GSM/DCS受信用の局部発振信号を生成するイメージ除去ミキサの可変周波数入力側の信号源として、オフセットPLLで生成された送信用の電圧制御発振器の出力を用いる。また、イメージ除去ミキサの他方の入力に、送信周波数信号を生成するオフセットPLLに使用する、送信中間周波数 (IF) 用PLLで生成されたIF周波数を分周して得た信号を用いて、復調器のミキサの手前で、所望の周波数を生成する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 異なる複数の通信方式に対応するとともに、これらの通信方式ごとに、異なる複数の周波数帯域で通信を行うマルチバンド携帯無線端末において、送信用中間周波数の信号を発生する手段と、前記複数の通信方式ごとの送信用基準周波数を有する第 1 の信号を生成する第 1 の信号生成手段と、前記送信用中間周波数の信号をもとに第 2 の信号を生成する第 2 の信号生成手段と、前記第 1 の信号と第 2 の信号に所定の演算を施して受信用局部発振周波数の信号を生成する第 3 の信号生成手段とを備え、前記受信用局部発振周波数は、前記複数の通信方式に対応した受信周波数に等しいことを特徴とするマルチバンド携帯無線端末。

【請求項 2】 前記第 3 の信号生成手段は単一のイメージ除去ミキサを構成し、前記第 1 の信号生成手段は、このイメージ除去ミキサの第 1 の可変周波数入力側の信号源であることを特徴とする請求項 1 記載のマルチバンド携帯無線端末。

【請求項 3】 前記第 2 の信号生成手段は、送信周波数の信号を生成するために、前記第 1 の信号生成手段で使用する前記送信用中間周波数の信号を分周して前記第 2 の信号を生成し、かつ、前記第 2 の信号生成手段は、前記イメージ除去ミキサの第 2 の可変周波数入力側の信号源であることを特徴とする請求項 2 記載のマルチバンド携帯無線端末。

【請求項 4】 前記送信用中間周波数と前記分周の値は、前記送信用中間周波数を分周して得た前記第 2 の信号の周波数が前記送信周波数と受信周波数との差に等しくなるように設定されることを特徴とする請求項 3 記載のマルチバンド携帯無線端末。

【請求項 5】 前記第 1 の信号と第 2 の信号各々は、互いに直交する信号からなり、前記第 3 の信号生成手段は、前記所定の演算として、これらの直交する信号を前記第 1 および第 2 の可変周波数入力側より取り込んで乗算し、その乗算結果を加算することで前記受信用局部発振周波数の信号を生成することを特徴とする請求項 3 記載のマルチバンド携帯無線端末。

【請求項 6】 さらに、前記複数の通信方式ごとにチャネル用位相同期ループを形成して第 4 の信号を生成する第 4 の信号生成手段と、前記第 1 の信号と前記第 4 の信号を乗算する手段と、前記乗算で得られた信号と所定の固定周波数信号の位相を比較して位相誤差信号を出力する手段とを備え、前記第 1 の信号生成手段はオフセット位相同期ループを構成し、このオフセット位相同期ループは、当該マルチバンド携帯無線端末が前記複数の通信方式の内、第 1 の通信モードにあるか、あるいは第 2 の通信モードにあるかによって前記位相誤差信号の極性を反転させること

で、当該マルチバンド携帯無線端末が前記第 1 の通信モードにあるときには、前記第 4 の信号の周波数より前記送信用基準周波数を引いた差分周波数が前記固定周波数と等しくなるように、また、当該マルチバンド携帯無線端末が前記第 2 の通信モードにあるときには、前記送信用基準周波数より前記第 4 の信号の周波数を引いた差分周波数が前記固定周波数と等しくなるように、前記位相誤差信号に基づく同期引き込みを行って位相同期ループ系を収束させることを特徴とする請求項 4 記載のマルチバンド携帯無線端末。

【請求項 7】 前記第 1 の信号生成手段と前記イメージ除去ミキサ間の信号経路に緩衝増幅器が挿入されていることを特徴とする請求項 3 記載のマルチバンド携帯無線端末。

【請求項 8】 当該マルチバンド携帯無線端末が送信期間中にあるとき、前記緩衝増幅器へのバイアス電源を切ることを特徴とする請求項 7 記載のマルチバンド携帯無線端末。

【請求項 9】 前記複数の通信方式には、時分割多元接続 (TDMA) 方式と符号分割多元接続 (CDMA) 方式が含まれることを特徴とする請求項 6 記載のマルチバンド携帯無線端末。

【請求項 10】 前記第 1 の通信モードは、前記 TDM A 方式の通信形態をとる GSM (Global System for Mobile Communication) であることを特徴とする請求項 9 記載の無線通信システム。

【請求項 11】 前記第 2 の通信モードは、前記 TDM A 方式の通信形態をとる DCS (Digital Cellular System) であることを特徴とする請求項 9 記載の無線通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、例えば、GSM/DCS/UMTS 等の各種移動体通信システムに対応したマルチバンド携帯無線端末に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 従来より、小型の携帯無線端末において、無線 (RF) 部の回路規模を縮小するために、ダイレクトコンバージョン (DCR) 方式を用いたものが、何例か提案されている。DCR は、将来的に導入が予定される GSM (Global System for Mobile Communication)/DCS (Digital Cellular System)/UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) のように、異なる 2 方式および異なる周波数帯域を有する通信システムの携帯端末に用いた場合、以下に説明するように、端末の小型軽量化に寄与する。

【0003】 図 4 は、ヘテロダイン受信方式 (同図の (a)) とダイレクトコンバージョン受信 (DCR) 方式 (同図の (b)) を比較して示すブロック図である。ヘテロダイン受信方式をとる装置では、受信周波数 f_{RF}

3

を中間周波数 f_{IF} へ変換することにより生じる、いわゆるイメージ妨害を回避するためにイメージ除去フィルタ（バンドパスフィルタ）14、15が不可欠であり、それらを不要とするDCR方式を採用する装置に比べて、装置の大型化は避けられない。

【0004】また、受信部の集積回路（IC）化を考えた場合、図4の（a）に示すように、ヘテロダイン受信方式においてアナログ・フロントエンド・チップ12を構成している各コンポーネントを、同図（b）に示すように、DCR方式においてRFチップ17とベースバンド・チップ18に分散配置できる。そのため、DCR方式では、IC化におけるチップ面積の増大を抑えることができる。

【0005】しかしながら、上記のGSMおよびDCSに用いられている狭帯域のデジタル変調方式においては、受信器検波出力（つまり、ベースバンド（BB）信号）に、DCRにより生成される直流（DC）オフセット成分が出力されたとき、DCフィードバックによるDCオフセット抑圧の回路は使用できない。その理由は、このような抑圧回路を使用すると、周波数の低域がカットされてしまい、復調信号データの一部が欠落してしまうからである。なお、DCオフセットは、DCRにおいて受信信号周波数と局部発振周波数が等しいことに起因する。

【0006】図5は、DCRにけるDCオフセット発生のメカニズムを説明するための図である。DCRの受信回路において、受信RF信号と局部発振信号は周波数が等しいので（ $f_{RF} = f_{LO}$ ）、出力として、IおよびQの互いに直交するベースバンド信号25、26が得られる。

【0007】しかし同時に、図5において破線で示したような経路で、局部発振周波数 f_{LO} の信号が、他の部分の回路に漏洩し、各回路の非直線性により、受信RF信号と混合される（これを、セルフミキシングと言う）。その結果、ベースバンド（BB）のI/Q出力に、DC成分が重畳する。このDC成分は、ベースバンドのデータにとっては不要の成分であり、ノイズに相当すると考えることができる。

【0008】なお、上記の局部発振信号の漏洩経路には、例えば、局部発振信号が、受信チップを構成するサブストレート（基板）を介して、別の回路ブロックを通過して受信信号の入力部へ回り込むもの、あるいは、チップが実装されているプリント基板上における信号の回り込んだり、空間を介してアンテナ21へ飛び込んだ信号が、受信信号と混合されて生じるもの、あるいは、これらが複合して発生する等、様々なモードがある。

【0009】また、DCオフセット成分が大き過ぎると、回路のDCバイアス電圧にオフセットが重畳される結果、動作点が電源または接地電位になってしまい、それが動作不良の原因となる場合もある。

4

【0010】このような理由から、DCRが実用化された例は極めて少なく、DC成分の復調の必要がないシステム、つまり、先に挙げたDCフィードバックによるDCオフセット補償が可能な変調方式を採用しているシステムに、ほぼ限られている。そこで、GSMやDCSのような狭帯域変調を用いるシステムにおいて、DCRを実現するには、上述したような、局部発振信号がRF入力に回り込むことを防ぐ方策が必須となる。

【0011】なお、ダイレクトコンバージョン受信（DCR）についての最新の技術動向等については、例えば、論文“A Novel Approach to DCR receivers for TDMA Applications”（MWE '99）を参照のこと。

【0012】図6は、イメージ除去ミキサを用いて、オフセット発振周波数からDCR用局部発振周波数を得るための従来の構成例を示すブロック図である。ここでは、局部発振周波数に周波数オフセットを設けておき、再生分周器により、直交復調器の直前で、DCRに必要な周波数を得る例を示している。

【0013】図6に示す構成において、チャネル用PLLループ部34は、GSM/DCSモードにおいて使用されるチャネル周波数の信号を発生する。つまり、チャネル用PLLループ部34からは、図6の枠39内に示す発振周波数の信号が、GSM/DCSモードそれぞれに対する送受信基準発振信号として出力される。これらの送受信基準発振信号は、後述するオフセットPLLループ部35、および再生分周器ブロック33へ送られる。

【0014】固定PLLループ部36は、760MHzのIF周波数信号（ $2 \times f_{IF} = 760\text{MHz}$ ）を発生して、その信号を直交変調器（GSM/DCS）37へ供給する。この直交変調器（GSM/DCS）37は、固定PLLループ部36からの760MHzのIF周波数信号を、互いに直交する380MHzのIF周波数信号へ変換した後、それらを混合器1、2に供給する。

【0015】混合器1、2は、このように変換されたIF周波数信号と、不図示のベースバンド処理部からのI、Qベースバンド信号とを混合して、直交変調をかける。そして、この変調信号は、オフセットPLLループ部35内の位相比較器35aに供給される。

【0016】上記の位相比較器35aは、直交変調器37より入力された380MHzの直交変調信号に対する低域通過フィルタ35bからの出力の位相を比較する。電圧制御発振器VCO1、2は、この比較結果に基づいて、それぞれDCS送信用発振周波数 f_{TX_D} 、GSM送信用発振周波数 f_{TX_G} を発生する。

【0017】一方、再生分周器ブロック33は、チャネル用PLLループ部34からの基準発振信号を分周する。具体的には、 $4/3$ 分周された信号（ $(4/3) \times f_{f_{LO_RX_D}}$ ）が、LNA+直交復調器（DCS）31へ送られ、 $2/3$ 分周された信号（ $(2/3) \times f$

5

f L O _ R X _ G) が、L N A + 直交復調器 (D C S) 3 2 へ送られる構成になっている。

【0018】このように、図6に示す、従来の構成例において、再生分周器33の出力においてのみ局部発振信号が現れるため、図5を参照して示したような回り込みが抑えられる。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、G S M 系で新たにサービスが開始されるマルチスロットモードにおいては、送受信の切り換え速度を、従来以上に早める必要があり、図6に示す従来の方式では、その切り換えが、P L L (位相同期ループ) の収束に要する時間 (セトリングタイムとも言う) によって制約を受けるという問題がある。

【0020】ここで、マルチスロットモードについて簡単に説明する。図7は、マルチスロットモードに要する送受信切り換えのタイミングの例を示している。この例では、受信に4スロット、送信に1スロット使用している。通常のG S M / D C S では、送受信ともに1スロットづつ使用するが、大容量のデータをダウンロードする

$$(30 \times 10^3 [\text{m}] \times 2) / (3 \times 10^8 [\text{m} / \text{sec}])$$

$$\approx 232.6 [\mu \text{sec}]$$

$$= 63 \text{ ビット (1 ビット長} \approx 3.6923 [\mu \text{sec}])$$

の時間分、早いタイミングで送信する必要がある。これをタイミングアドヴァンスといい、図7の(b)で“T a d v”と記された時間が、これに相当する。

【0023】また、図7において、

$$T1 = T2 = (2 \text{ スロット} - T a d v - T a d j) / 2$$

$$T3 = 1 \text{ スロット} + T a d v$$

の関係がある。

【0024】従って、R X から T X の切り換えに必要な時間は、概ね、

$$(2 \text{ スロット時間} - T a d j - T a d v) / 2$$

$$= (577 \times 2 - 577 - 232.6) / 2$$

$$\approx 170 [\mu \text{sec}]$$

として算出できる。これは、従来の仕様である約500 $[\mu \text{sec}]$ に比して高速であり、図6に示す回路構成で実現することは、非常に困難であるという問題もある。

【0025】本発明は、上述の課題に鑑みてなされたもので、その目的とするところは、ダイレクトコンバージョン受信 (D C R) 方式において、G S M / D C S のマルチスロットモードに対応しつつ、D C オフセットの問題を回避できるマルチバンド携帯無線端末を提供することである。

【0026】本発明の他の目的は、上述したマルチスロットモードに対応し、D C オフセットの問題を回避するために必要な回路規模を縮小し、集積回路 (I C) 化の際のチップサイズを節約できるマルチバンド携帯無線端末を提供することである。

6

用途に対して、図7に示すように、T D M A (時分割多元接続) の複数スロットを使用するケースを許可しようというのが、マルチスロットである。

【0021】図7の(a)において、“T a d j”と記された期間は、周辺基地局の受信信号電力測定に必要となる時間であり、主にベースバンド処理アルゴリズム、および使用チップ (多くの場合、デジタル信号処理装置 (D S P)) の処理速度により決定され、通常、1スロット分程度の時間を要する。この期間において受信系は、キャンプ中の基地局が発する周波数ではなく、周辺基地局の周波数、つまり、他のチャネルに切り換えなければならない。そこで、図7を参照して、その時間を割り出す方法について説明する。

【0022】G S M の規格 (E T S I) によれば、上記の場合、受信期間と送信期間の間隔は、2スロット以内でなければならない。さらに、同規格では、最大半径30 K m のサービスエリアの基地局を想定することが義務づけられているため、端末側では、往復で約60 K m の電波伝播に要する時間、すなわち、

【0027】

【課題を解決するための手段および作用】上記の目的を達成するため、本発明は、異なる複数の通信方式に対応するとともに、これらの通信方式ごとに、異なる複数の周波数帯域で通信を行うマルチバンド携帯無線端末において、送信用中間周波数の信号を発生する手段と、上記複数の通信方式ごとの送信用基準周波数を有する第1の信号を生成する第1の信号生成手段と、上記送信用中間周波数の信号をもとに第2の信号を生成する第2の信号生成手段と、上記第1の信号と第2の信号に所定の演算を施して受信用局部発振周波数の信号を生成する第3の信号生成手段とを備え、上記受信用局部発振周波数は、上記複数の通信方式に対応した受信周波数に等しいマルチバンド携帯無線端末を提供する。

【0028】このように、第3の信号生成手段が第1の信号と第2の信号に所定の演算を施し、受信信号の周波数に等しい受信用局部発振周波数の信号を生成して、D C オフセットの発生を抑えるよう機能する。

【0029】好ましくは、本発明に係るマルチバンド携帯無線端末において、上記第3の信号生成手段は単一のイメージ除去ミキサを構成し、上記第1の信号生成手段は、このイメージ除去ミキサの第1の可変周波数入力側の信号源である。

【0030】また、好適には、上記第2の信号生成手段は、送信周波数の信号を生成するために、上記第1の信号生成手段で使用する上記送信用中間周波数の信号を分周して上記第2の信号を生成し、かつ、上記第2の信号

生成手段は、上記イメージ除去ミキサの第2の可変周波数入力側の信号源である。

【0031】このように、単一のイメージ除去ミキサを使用し、その一方の入力に、送信用の電圧制御発振器（VCO）の出力を用いることにより、回路規模の縮小化のみならず、送信と受信期間でVCOの周波数を換える必要がないため、送受の切り換えに要する時間が、チャンネル用PLLのセトリングタイムに影響を受けないよう機能する。

【0032】

【発明の実施の形態】以下、添付図面を参照して、本発明の実施の形態を詳細に説明する。図1は、本発明の実施の形態に係る通信端末の全体構成を示すブロック図である。同図に示す端末は、GSM（汎欧州デジタルセルラ電話システムとも言う）モード、DCSモード、およびUMTS（WCDMA）モードの3モードで動作するマルチバンドの携帯電話装置（マルチバンド携帯無線端末）である。よって、本端末は、TDMAシステムとCDMAシステムの両方のサービスに対応するマルチバンドシステム端末として使用できる。

【0033】図1に示す端末において、アンテナ511で受信されたRF信号は、上記のモードに応じて切り換えられたスイッチ（S/W）やフィルタ（帯域通過フィルタ）からなる信号経路を通過し、受信信号処理部として機能するRF受信処理部501へ入力される。なお、RF受信処理部501の詳細な構成、および具体的な動作については、後述する。

【0034】RF受信処理部501の後段には、GSM/DCS、およびUMTSそれぞれに対応して設けられた受信ベースバンド処理部A（551）、受信ベースバンド処理部B（552）が配され、これらの処理部は、RF受信処理部501で生成された直交ベースバンド信号（I、Q信号）に対して所定のデジタルベースバンド処理を施す。すなわち、受信ベースバンド処理部A、Bは、上記のI、Q信号をアナログ/デジタル（A/D）変換するA/D変換器等を有しており、一定のビットレートを持つIQデジタル・データを生成する。

【0035】一方、送信系には、受信系と同様にGSM/DCS、およびUMTSそれぞれに対応した送信ベースバンド処理部C（553）と送信ベースバンド処理部D（554）が設けられている。これらの送信ベースバンド処理部へは、後述するデジタル信号処理装置（DSP）565でまとめられた、一定のデータレートを持つIQデジタル・データが入力される。

【0036】これらのデータは、送信ベースバンド処理部C、Dでデジタル/アナログ（D/A）変換された後、送信ベースバンド信号（I、Q信号）として、RF送信処理部502へ入力される。なお、RF送信処理部502の詳細な構成および動作については、別図を参照して後述する。

【0037】RF送信処理部502において、後述する直交変調や周波数変換等が行われた信号は、必要な送信電力を持つようにするため、電力増幅（PA）で電力増幅された後、上述したモードに応じて切り換えられたスイッチやフィルタを経由して、アンテナ511から放射される。

【0038】なお、VC-TCXO535は、可変周波数温度制御水晶発振器であり、ここでは、以下に述べる送受信処理に必要な基準周波数（13.00MHz）を作り出している。

【0039】データバス591に接続されたDSP565は、例えば、フェージング等の影響除去や、受信した信号の種類判別、デ・インタリーブ（de-interleave）、誤り訂正、および、適切な復号化処理等を行う。また、圧縮された音声データは、DSP565で伸張、デコードされた後、音声D/A561において、所定の音声サンプリング・レートに従って、デジタル/アナログ（D/A）変換される。なお、D/A変換されたアナログ信号は、不図示のスピーカより放音される。

【0040】他方、不図示のマイクでアナログ音声信号に変換された、端末使用者等の音声は、不図示のマイクアンプによる信号増幅の後、音声A/D562において、適当なサンプリング・レートでA/D変換され、デジタル化される。このようにデジタル化された信号は、DSP565でエンコード、圧縮される。

【0041】DSP565は、さらに、不図示のデータI/F部から入力されたデジタル・データを適当なブロックにまとめたり、音声符号化データと通信データをまとめ、それらを、一定のデータレートを持つIQデジタル・データにする。このようにまとめられた信号が、上述した送信ベースバンド信号（I、Q信号）である。

【0042】CPUバス595には、本端末全体の制御（後述する電圧制御発振器のON/OFF制御を含む）を行う中央処理装置（CPU）571や読出し専用メモリ（ROM）572等が接続されている。ROM572には、CPU571が実行するプログラム等が記憶されている。また、随時書き込み読出しメモリ（RAM）573は、CPU571がプログラムを実行中に、必要に応じて計算途中のデータ等を記憶したり、受信部と送信間でデータ移動する際、一旦、そのデータを記憶させたりするような場合に利用される。

【0043】なお、CPUバス595に、電氣的消去可能なメモリであるEEPROMを配して、端末の電源が切られても、例えば、その直前の設定条件などを記憶しておき、次の電源ON時に、以前と同じ設定となるように、それらの設定パラメータを記憶しておくようにしてもよい。

【0044】以降、本端末の受信系における信号の全体的な流れを、図1および図2を参照して、さらに詳細に

説明する。なお、図2は、図1のRF受信処理部501の詳細な内部構成を示しており、図中の端子符号a, b, c, …は、上記のRF信号の入力段や受信ベースバンド処理部551, 552、RF送信処理部502との接続先を意味している。

【0045】受信RF信号は、図1に示すアンテナ511を経由して、高周波スイッチ(S/W)512に入力される。ここで、スイッチ512は、受信機(本端末)が、GSM/DCS、あるいはUMTS(WCDMA)の内、いずれのシステムのモードになっているかにより、信号の経路を切り換える。

【0046】端末がGSMあるいはDCSのモードになっているときは、受信信号は、高周波スイッチ513へフィードされ、UMTSモード時には、デュプレクサ(Duplexer)516へフィードされる。そして、GSM/DCSの信号は、スイッチ513によって、さらにGSMのパスとDCSのパスに振り分けられる。

【0047】つまり、受信RF信号は、GSMモード時、高周波スイッチ514にフィードされ、DCSモードのときには、高周波スイッチ515へフィードされる。また、これらの高周波スイッチ514, 515は、送信/受信でパスが切り換わるようになっている。

【0048】以下、GSMモードの場合について説明する。GSMモード時、図7に示した受信スロットRxの間、入力RF信号は、帯域通過フィルタ521を介して、図2の可変利得低雑音増幅器601にフィードされる。また、送信スロット期間は、図1の電力増幅器(PA)528の出力が、アイソレータ525および帯域通過フィルタ524を介して、高周波スイッチ514へと、受信時とは逆方向にフィードされる。

【0049】受信信号は、可変利得低雑音増幅器601で増幅された後、周波数混合器603, 604、ポリフェーズフィルタ605からなる直交復調器に入力され、そこで、局部発振周波数と乗算される。この可変利得低雑音増幅器601は、受信信号が適正なレベルになるよう、必要な帯域制限をしたり、自動利得制御(AGC)等の処理を施し、また、ポリフェーズフィルタ605は、互いに直交する局部発振信号を創出する機能を持つ。

【0050】ここでは、局部発振周波数を受信RF周波数と等しくとることにより、ダイレクトコンバージョンを実現している。具体的には、局部発振周波数 f_{LO} は、 $f_{LO} = f_{VCO_GSM} - f_{IF} = 925 \sim 960 \text{ MHz}$ である。このように、周波数混合器603, 604の出力からは、I/Qの直交ベースバンド(BB)信号が得られる。

【0051】上記のBB信号に対しては、可変利得増幅器606, 607、および低域通過フィルタ608, 609を通すことで、隣接チャネル等、使用周波数以外の帯域の妨害信号を除去した後、ベースバンドのディジタ

ル処理回路である、図1に示す受信ベースバンド処理部A(551)へと渡される。

【0052】なお、上記の可変利得低雑音増幅器601と可変利得増幅器606, 607は、受信ベースバンド処理部におけるデジタル処理のため、A/Dコンバータ入力の信号振幅が一定になるように制御することで、A/Dコンバータの入力ダイナミックレンジを、常に一定に保つことができる。

【0053】DCSの信号パスについても、上記のGSMと同様の処理が行なわれる。すなわち、受信信号は、可変利得低雑音増幅器602で増幅され、増幅後の信号は、周波数混合器611, 612、ポリフェーズフィルタ613からなる直交復調器に入力される。そして、直交復調器において、局部発振周波数と乗算して得たBB信号は、上記のGSMの場合と同じ可変利得増幅器606, 607、および低域通過フィルタ608, 609を通過して、受信ベースバンド処理部へ至る。

【0054】一方、UMTSのモードでは、受信RF信号は、デュプレクサ516で送信信号と分離され、図2の可変利得低雑音増幅器642へフィードされる。同時に、連続送信信号は、デュプレクサ516を介して、高周波スイッチ512方向へフィードされる。ここで、上述したGSM/DCSの場合のように、高速スイッチを用いないのは、WCDMAが連続送受信システムであることに起因しており、かかる構成をとることは、そのシステムの性質上、必然である。

【0055】UMTSモードにおいても、受信RF信号は、GSM/DCSと同様、可変利得低雑音増幅器(ここでは、増幅器642)で増幅され、周波数混合器631, 632とポリフェーズフィルタ633からなる直交復調器へフィードされる。その結果、周波数混合器631, 632の出力には、それぞれベースバンド(BB)のI/Q信号が得られる。これらの信号は、さらに低域通過フィルタ622, 624を介して、可変利得増幅器643, 644へ入力され、そこで、一定振幅に制御される。そして、振幅制御された信号は、後段の受信ベースバンド処理部B(552)内にあるA/Dコンバータ(不図示)へ渡される。

【0056】ここで、GSM/DCSの場合と違うのは、UMTSモードでは、低域通過フィルタと可変利得増幅器からなる回路の出力から、DC増幅器621, 623によるDC帰還がかけられていることである。これは、WCDMA信号は、その帯域が2MHzと、GSM/DCSの200KHzに比べて十分に広いため、DC帰還により、低域周波数が除去されても、信号内に含まれている情報をそれほど喪失することがないからである。

【0057】通常、低域の遮断周波数は約2KHzであるが、GSM/DCSにおいて、2KHzもの低域周波数が欠落すると、正常な受信ができなくなる。このこと

は、WCDMA系では、DCオフセットキャンセルを、図2に示すような、比較的簡単な回路で実現できるが、GSM/DCSの場合、それが困難であることを示している。

【0058】従って、UMTSモードでは、DCオフセットを低減するためのオフセット周波数を使用せず、電圧制御発振器653は、その発振周波数が、受信RF信号の周波数と等しい周波数(2110~2170MHz)で発振させることができる。

【0059】次に、本端末の送信系について、その信号の流れに沿って説明する。なお、図3は、図1のRF送信処理部502の詳細構成を示しており、図中の端子符号d, e, f, ...は、RF信号の送信段や送信ベースバンド処理部553, 554、RF受信処理部501との接続先である。

【0060】端末がGSM(DCS)モードにあるとき、I/Q信号は、送信ベースバンド処理部C(553)からRF送信処理部502へ送られる。すなわち、I/Q信号は、図3に示す低域通過フィルタ701, 702を介して、周波数混合器703, 704と周波数分周器705からなる直交変調器にフィードされる。

【0061】ここで、周波数分周器705へは、固定PLL710(GSM時は720MHz、DCS時は76

$$f_{CH_TX_GSM}=1240\sim1275\text{MHz}$$

$$f_{CH_TX_DCS}=1330\sim1405\text{MHz}$$

... (1)

となるように、チャンネル用PLL651を制御すれば、周波数混合器727からの出力には、上記の $f_{CH_TX_GSM}$ ($f_{CH_TX_DCS}$)と、電圧制御発振器741の発振周波数 $f_{TX_GSM}=880\sim915\text{MHz}$ (f_{TX_DCS}

$$|f_{CH_TX_GSM}\pm f_{TX_GSM}|$$

$$|f_{CH_TX_DCS}\pm f_{TX_DCS}|$$

の周波数を有する信号が、低域通過フィルタ726にフィードされる。

【0066】そこで、低域通過フィルタ726の遮断周

$$f_{CH_TX_GSM}-f_{TX_GSM}$$

$$f_{TX_DCS}-f_{CH_TX_DCS}$$

... (3)

の周波数だけが、位相比較器725に入力される。

【0067】位相比較器725は、上記(3)の周波数の信号と、上述した周波数360MHz(GSM)(380MHz(DCS))のIF信号とを比較し、その位相誤差がループフィルタ731へ出力される。ループフィルタ731は、入力された位相誤差成分を積分してD

$$f_{CH_TX_GSM}-f_{TX_GSM}=360\text{MHz}$$

$$f_{TX_DCS}-f_{CH_TX_DCS}=380\text{MHz}$$

... (4)

となる。

【0069】ここで、GSMとDCSで位相比較器725の極性を、上記(4)の左辺が正の値となるように設定すれば、オフセットPLL750(図3において、点線で囲んだ部分)の系は収束する。しかし、逆極性にしてしまうと系が発散し、電圧制御発振器741(GS

0MHzの固定周波数を作り出す)からの信号を周波数分周器715で分周した信号が入力される。そのため、周波数分周器705の出力として、互いに直交する360MHz(GSM時)(DCS時は380MHz)の周波数を有する2つの信号が得られる。

【0062】結果として、上記の直交変調器の出力からは、ベースバンド(BB)信号で直交変調された360MHz(380MHz)のIF信号が得られる。このIF信号は、低域通過フィルタ720および高周波増幅器721を介して、位相比較器(PFD)725に渡される。

【0063】GSMモード時、GSM用の電圧制御発振器741が動作(ON)しており、他の電圧制御発振器742, 743は停止(OFF)している。また、DCSモード時には、DCS用の電圧制御発振器742がONし、その他の電圧制御発振器741, 743はOFFしている。そこで、例えば、電圧制御発振器741からの出力は、周波数混合器727において、図2に示す、GSM用のチャンネルPLL用電圧制御発振器652からの信号と乗算される。

【0064】このときの電圧制御発振器652の発振周波数が、GSM/DCS各々について、

=1710~1785MHz)との和および差の周波数が得られる。

【0065】すなわち、

... (2)

波数を適当に選択すれば、上記2つの周波数の内、高い方が除去され、

C電圧に変換し、それを電圧制御発振器741(GSM)(DCS時は、電圧制御発振器742)の制御端子に印加する。

【0068】このようにして形成されたループは、位相比較器の2つの入力信号の周波数が等しくなるように収束するので、結局、

M)(DCS時は、電圧制御発振器742)の周波数は定まらないので、注意を要する。なお、位相比較器725の極性は、上述したCPU571からの極性制御信号に基づいて設定される。

【0070】上記の式(4)に式(1)を代入すれば、

$$\begin{aligned} f_{TX_GSM} &= f_{CH_TX_GSM} - 360\text{MHz} \\ &= 880 \sim 915\text{MHz} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_{TX_DCS} &= f_{CH_TX_DCS} + 380\text{MHz} \\ &= 1710 \sim 1785\text{MHz} \end{aligned} \quad \dots (5)$$

となり、電圧制御発振器741 (GSM) (DCS時
は、電圧制御発振器742)の発振周波数は、GSM
(DCS)の送信周波数と等しくなる。

【0071】なお、ループフィルタの定数は、GSM/
DCSで使用されているGMSK (Gaussian-filtered M
inimum Shift Keying)変調がかかるように、変調レート 10
よりも充分高い遮断周波数を持たせておく必要がある。

【0072】一方、UMTSのモードでも、上記GSM
/DCSと同様の動作をする。ここでは、チャネル用P
LLで創出する周波数は、比較的DCSのそれと近い
ため、同じ電圧制御発振器が使用できる。以下、UMTS
モード時の動作を説明する。

【0073】UMTSモードのとき、図3の低域通過フ
ィルタ701、702、周波数混合器703、704、
周波数分周器705で構成される変調器は、変調器とし
て使用しない。例えば、周波数混合器704の電源を切
り、1チャネルの差動入力に、それぞれVbiasと0 20

$$f_{CH_TX_UMTS} = 2110 \sim 2170\text{MHz} \quad \dots (6)$$

になるように、チャネル用PLL651を制御すべ
ば、周波数混合器727からの出力として、上記のf
CH_TX_UMTSと、電圧制御発振器743の発振周波数f
| fCH_TX_UMTS ± fTX_UMTS |
の周波数を有する信号が、低域通過フィルタ726にフ
ィードされる。そこで、低域通過フィルタ726の遮断
fCH_TX_UMTS - fTX_UMTS
の周波数だけが得られる。

【0078】このように得られた信号は、位相比較器7
25に入力されるため、位相比較器725は、入力され
た信号と、上述したIF信号 (周波数190MHzの信
号) とを比較し、その位相誤差がループフィルタ732
に向けて出力される。そして、ループフィルタ732

$$f_{CH_TX_GSM} - f_{TX_UMTS} = 190\text{MHz} \quad \dots (9)$$

となる。

【0080】そこで、式(9)に式(6)を代入すれ

$$\begin{aligned} f_{TX_UMTS} &= f_{CH_TX_UMTS} - 190\text{MHz} \\ &= 1920 \sim 1980\text{MHz} \end{aligned} \quad \dots (10)$$

となり、電圧制御発振器743の発振周波数は、UMT
Sの送信周波数と等しくなる。

【0081】UMTSモード時、電圧制御発振器743
からの出力信号は、可変利得増幅器753を介して、ポ
リフェーズフィルタ754へ入力される。ポリフェーズ
フィルタ754は、周波数混合器761、762とともに、
UMTS (WCDMA) 用直交変調部を形成する。
よって、ベースバンド処理部554より、低域通過フ
ィルタ751、752を介して周波数混合器761、76
2に達したI、Qベースバンド信号は、これらの混合器 50

Vを加えることにより、周波数混合器703は、縦続接
続増幅器として動作する。

【0074】UMTSモードでは、固定PLL710で
作られた信号は、周波数分周器715および周波数分周
器705を介して1/4分周され、分周後の190MHz
の信号が、周波数混合器703、低域通過フィルタ7
20、高周波増幅器721を介して、位相比較器725
にフィードされる。GSM/DCSモード時と違い、上
記の190MHzの信号は、無変調信号である。

【0075】UMTSモード時、UMTS用の電圧制御
発振器743がONしており、その他の電圧制御発振器
741、742はOFF状態にある。電圧制御発振器7
43の出力は、周波数混合器727において、UMTS
用のチャネルPLL用電圧制御発振器653 (図2参
照) からの信号と乗算される。

【0076】このときの電圧制御発振器653の発振周
波数が、

$$f_{TX_UMTS} = 1920 \sim 1980\text{MHz} \text{ との和および差の周波数が得られる。}$$

$$\text{【0077】すなわち、} \quad \dots (7)$$

周波数を適当に選択すれば、上記2つの周波数の内、高
い方が除去され、

$$\dots (8)$$

30 は、位相誤差成分を積分してDC電圧に変換する。この
電圧は、電圧制御発振器743の制御端子に印加され
る。

【0079】このように形成されたループは、位相比較
器725の2つの入力信号の周波数が等しくなるように
収束するので、結局、

ば、

において、ポリフェーズフィルタ754から出力され
る、互いに直交する信号と混合される。

【0082】このように直交変調がかけられた信号は、
可変利得増幅器781、帯域通過フィルタ533を介し
て、電力増幅器(PA)530へ入力される。そして、
電力増幅器530からの出力が、アイソレータ527を
通って、デュープレクサ516へフィードされる。

【0083】次に、受信用の局部発振周波数の生成につ
いて説明する。まず、上述のように、UMTS (すなわ
ちWCDMA) では、DCオフセット補償回路がアナロ

グ回路で実現できるために、局部発振周波数信号が、可変利得低雑音増幅器 642 (図 2) の入力側、例えば、デュープレクサ 516 と接続される伝送路に漏洩しても、DC 増幅器 621, 623 で構成される補償回路で、DC オフセットを取り除くことができる。そのため、電圧制御発振器 653 の発振周波数を、受信 RF 信号と違う周波数に設定する必要はない。

【0084】式 (6) に示すように、電圧制御発振器 653 の発振周波数は、UMTS 帯の受信周波数に等しい。すなわち、

$$f_{RX_UMTS} = f_{CH_RX_UMTS} = f_{CH_TX_UMTS} = 2110 \sim 2170 \text{ MHz}$$

となる。

【0085】一方、GSM (DCS) のときは、できる

$$f_{TX_GSM} = 880 \sim 915 \text{ MHz}$$

$$f_{TX_DCS} = 1710 \sim 1785 \text{ MHz}$$

【0088】ここで、GSM (DCS) について (以降において、DCS に対応する構成は、() を付して表記する)、受信期間中は、電力増幅器 528 (電力増幅器 529) の電源が切られ、送信用電圧制御発振器 741 (電圧制御発振器 742) の発振信号は、図 2 の緩衝増幅器 665 を介して、ポリフェーズフィルタ 655 (ポリフェーズフィルタ 656) へ入力される。

【0089】これらのフィルタにより、入力信号は、互いに直交する 2 つの信号に分解され、それぞれが緩衝増幅器 657 (緩衝増幅器 659)、および緩衝増幅器 658 (緩衝増幅器 660) を介して、周波数混合器 661, 662 に入力される。

【0090】一方、図 3 の固定 PLL 710 と電圧制御発振器 712 により生成された、720 MHz (760

MHz) の固定信号は、周波数分周器 715 (ここで

$$\begin{aligned} & 2 \cdot \sin \omega_{TX_GSM} \cdot \cos \omega_{IF} \\ &= \sin (\omega_{TX_GSM} + \omega_{IF}) + \sin (\omega_{TX_GSM} - \omega_{IF}) \end{aligned}$$

… (12a)

$$\begin{aligned} & 2 \cdot \sin \omega_{TX_DCS} \cdot \cos \omega_{IF} \\ &= \sin (\omega_{TX_DCS} + \omega_{IF}) + \sin (\omega_{TX_DCS} - \omega_{IF}) \end{aligned}$$

… (12b)

【0093】

【数 2】

$$\begin{aligned} & 2 \cdot \cos \omega_{TX_GSM} \cdot \sin \omega_{IF} \\ &= \sin (\omega_{TX_GSM} + \omega_{IF}) - \sin (\omega_{TX_GSM} - \omega_{IF}) \end{aligned}$$

… (13a)

$$\begin{aligned} & 2 \cdot \cos \omega_{TX_DCS} \cdot \sin \omega_{IF} \\ &= \sin (\omega_{TX_DCS} + \omega_{IF}) - \sin (\omega_{TX_DCS} - \omega_{IF}) \end{aligned}$$

… (13b)

【0094】これらの式で示される信号 (上記 2 つの周波数混合器 661, 662 の出力) を、次段の加算器 663 で加算する (上記の式において、(12a) + (13a)、および (12b) + (13b) を求める) と、

だけ DC オフセットを低減する必要があるので、電圧制御発振器 652 の発振周波数は、受信周波数とは異なる周波数で発振させなければならない。そこで、受信スロット中における電圧制御発振器 652 の発振周波数を、送信 (TX) 時と同じ周波数にする。

【0086】すなわち、

$$f_{CH_RX_GSM} = f_{CH_TX_GSM} = 1240 \sim 1275 \text{ MHz}$$

$$f_{CH_RX_DCS} = f_{CH_TX_DCS} = 1330 \sim 1405 \text{ MHz}$$

とする。

【0087】この信号と送信用オフセット PLL の系で得られる周波数は、式 (5) より分かるように、GSM (DCS) の送信周波数に等しい。すなわち、

… (11)

は、1/1 分周)、および周波数分周器 705 により 1/2 分周されて、さらに、図 2 の周波数分周器 641 に入力される。周波数分周器 641 では、上記の信号が、さらに 1/8 (1/4) 分周されて、互いに直交する 45 MHz (95 MHz) が生成される。そして、これらの信号は、それぞれ周波数混合器 661 および周波数混合器 662 の、もう一方の入力端にフィードされる。

【0091】このとき、4 つの信号 (上記の緩衝増幅器 657 ~ 660 からの出力信号と、周波数分周器 641 からの出力信号) が、図 2 に示す位相関係になっていれば、周波数混合器 661, 662 の出力には、それぞれ、以下の信号が現れる。

【0092】

【数 1】

以下の信号のみが取り出される。

【0095】

【数 3】

17

$$\begin{aligned} & \sin(\omega_{TX_GSM} + \omega_{IF}) \\ & \sin(\omega_{TX_DCS} + \omega_{IF}) \end{aligned}$$

... (14)

【0096】つまり、

$$f_{TX_GSM} + f_{IF}$$

$$f_{TX_DCS} + f_{IF}$$

... (15)

なる周波数が得られる。ここで、 f_{IF} は、周波数分周器 641 の出力であり、45MHz (95MHz) である。

【0097】なお、上述したポリフェーズフィルタ 655 (656)、周波数混合器 661、662 等で形成される回路 (図 2 において、点線で囲まれた部分 670)

$$f_{CH_RX_GSM} + f_{IF}$$

$$= (880 + 45) \sim (915 + 45) \text{ MHz}$$

$$= 925 \sim 960 \text{ MHz}$$

... (16a)

$$f_{CH_RX_DCS} + f_{IF}$$

$$= (1710 + 95) \sim (1785 + 95) \text{ MHz}$$

$$= 1805 \sim 1880 \text{ MHz}$$

... (16b)

となり、GSM (DCS) の受信周波数と等しい周波数が得られる。

【0099】これらの信号は、高周波増幅器 664 を介して、ポリフェーズフィルタ 605 (ポリフェーズフィルタ 613) にフィードされる。そして、GSM については、周波数混合器 603、604、およびポリフェーズフィルタ 605 からなる直交復調器によって、ダイレクトの直交復調が行われる。また、DCS については、周波数混合器 611、612、およびポリフェーズフィルタ 613 からなる直交復調器によって、ダイレクトの直交復調を行なう。

【0100】このように、本端末では、DCR 復調器の局部発振入力直前までは、受信 RF 周波数と異なる周波数をフィードし、復調器のミキサの手前で、所望の周波数を生成することにより、可能な限り、受信 RF 信号と等しい周波数を持つ局部発振信号が、他の回路ブロックへ漏洩するのを避けている。

【0101】また、GSM/DCS における追加的な機能としてのマルチスロットモードに対応するために、受信用の局部発振信号の生成に使用するイメージ除去ミキサの一方の入力に、送信用の VCO の出力を用いて、送信期間と受信期間における VCO の周波数を換える制御を不要にしている。

【0102】なお、集積回路化 (IC 化) という観点から、図 1 ~ 図 3 に示す回路構成を見た場合、一部のループフィルタを除いて、図 2 の回路ブロックと図 3 の回路ブロックそれぞれが、IC 化可能な回路ブロックである。すなわち、図 2 の回路ブロックを IC 化したものが受信系 IC であり、図 3 の回路ブロックを IC 化したものが送信系 IC となる。

【0103】以上説明したように、本実施の形態によれば、GSM/DCS 受信用の局部発振信号を生成する単一のイメージ除去ミキサの、一方の入力に、送信用の電

18

は、周波数を混合したときに発生する 2 つの周波数の内、1 つの周波数のみを取り出すことができるため、イメージ除去ミキサと呼ばれる。

【0098】よって、上記の式 (11) と式 (15) から、

圧制御発振器 (VCO) の出力を用いることで、送信期間と受信期間で電圧制御発振器の周波数を換える必要がなくなる、つまり、チャネル用 PLL (位相同期ループ) の切り換えが不要となる。その結果、送受信の切り換えに要する時間、GSM と DCS 間のハンドオーバーに際しての周波数の切り換えに要する時間が、チャネル用 PLL のセトリグタイムによる影響を受けないので、通信端末として、容易にマルチスロットモードに対応できる。

【0104】また、GSM と DCS の受信用局部発振周波数を得るために、1 つのイメージ除去ミキサを使用して、2 つの受信用局部発振周波数を発生させているため、送受信用 RF ブロックの IC 化の際に回路規模の極端な増大を伴わずに、DC オフセットの回避を実現できる。

【0105】さらには、イメージ除去ミキサの他方の入力に、送信周波数信号を生成するオフセット PLL に使用する、送信中間周波数 (IF) 用 PLL で生成された IF 周波数を分周して得た信号を用いることで、部品点数の増加が抑えられ、送受信回路の構成が簡単になる。

【0106】チャネル用 PLL として、従前 (例えば、図 6 に示す従来の構成例) は、フラクショナルエルタタイプの PLL を使用していたため、回路規模が膨れ上がるという欠点があったが、上記実施の形態に係る端末では、チャネル用 PLL に汎用の PLL を使用できるため、この点においても、IC 化の際に回路規模の増大を抑制できるという効果がある。

【0107】また、DCR 復調器の局部発振入力直前までは、受信 RF 周波数と異なる周波数をフィードし、復調器のミキサの手前で、所望の周波数を生成する構成をとっているため、イメージ除去ミキサ回路からの不要信号成分が、送信系回路へ混入するのを避けることができる。

【0108】本発明は、上述した実施の形態に限定されるものではなく、本発明の趣旨を逸脱しない範囲において、種々変形が可能である。例えば、本マルチバンド携帯無線端末が送信期間中にあるときには、緩衝増幅器 665 へのバイアス電源を切るように制御してもよい。こうすることで、イメージ除去ミキサ 670 からの不要信号成分が、送信系回路へ混入するのを回避できる。

【0109】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、異なる複数の通信方式に対応するとともに、これらの通信方式ごとに、異なる複数の周波数帯域で通信を行うマルチバンド携帯無線端末において、送信用中間周波数の信号を発生する手段と、上記複数の通信方式ごとの送信用基準周波数を有する第 1 の信号を生成する第 1 の信号生成手段と、上記送信用中間周波数の信号をもとに第 2 の信号を生成する第 2 の信号生成手段と、上記第 1 の信号と第 2 の信号に所定の演算を施して受信用局部発振周波数の信号を生成する第 3 の信号生成手段とを備え、上記の受信用局部発振周波数は、上記複数の通信方式に対応した受信周波数に等しいマルチバンド携帯無線端末を提供することで、ダイレクトコンバージョン受信において、例えば、GSM/DCS の復調出力に現れる DC オフセットを軽減できる。

【0110】換言すれば、本発明に係るマルチバンド携帯無線端末では、受信 RF 信号とは異なる周波数から、所望のダイレクトコンバージョン受信用の局部発振周波数を、小規模な回路で生成しているため、DC オフセットを最小限に抑えることができる。

【0111】また、本発明によれば、第 3 の信号生成手段が単一のイメージ除去ミキサを構成するので、送受信 RF ブロックの IC 化の際に、回路規模の極端な増大なしに、DC オフセット軽減という機能を実現できる。すなわち、チップ面積の極端な増大、チップコストの極端な増大、そして、チップ歩留まりの極端な悪化、さらには、回路の消費電力の極端な増大を伴わずに、DC オフセット軽減が可能である。

【0112】さらに、本発明によれば、第 2 の信号生成

手段は、送信周波数の信号を生成するために、上記第 1 の信号生成手段で使用する上記送信用中間周波数の信号を分周して上記第 2 の信号を生成するとともに、この第 2 の信号生成手段が、上記イメージ除去ミキサの第 2 の可変周波数入力側の信号源となっている。そのため、例えば、GSM と DCS 間のハンドオーバーに際しての切り換え時間、また、GSM と DCS のマルチスロットサービスにより要求される送信期間と受信期間の切り換え時間を短縮できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の実施の形態に係る通信端末の全体構成を示すブロック図である。

【図 2】 実施の形態に係る端末の RF 受信処理部の詳細構成を示すブロック図である。

【図 3】 実施の形態に係る端末の RF 送信処理部の詳細構成を示すブロック図である。

【図 4】 ヘテロダイン受信とダイレクトコンバージョン受信 (DCR) を比較して示す図である。

【図 5】 DCR にける DC オフセット発生のメカニズムを説明するための図である。

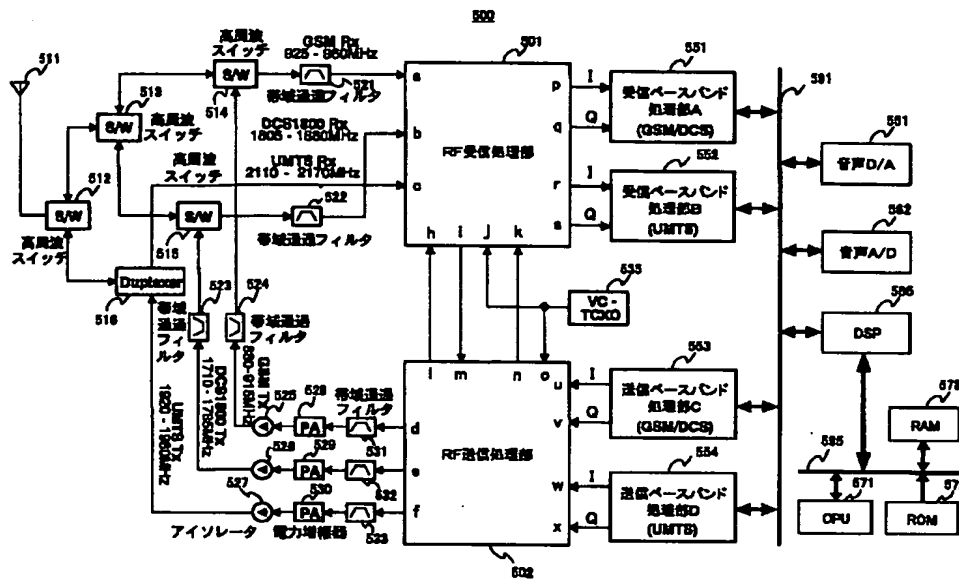
【図 6】 オフセット発振周波数から DCR 用局部発振周波数を得るための従来の構成例を示すブロック図である。

【図 7】 マルチスロットモードに要する送受信切り換えのタイミングの例を示す図である。

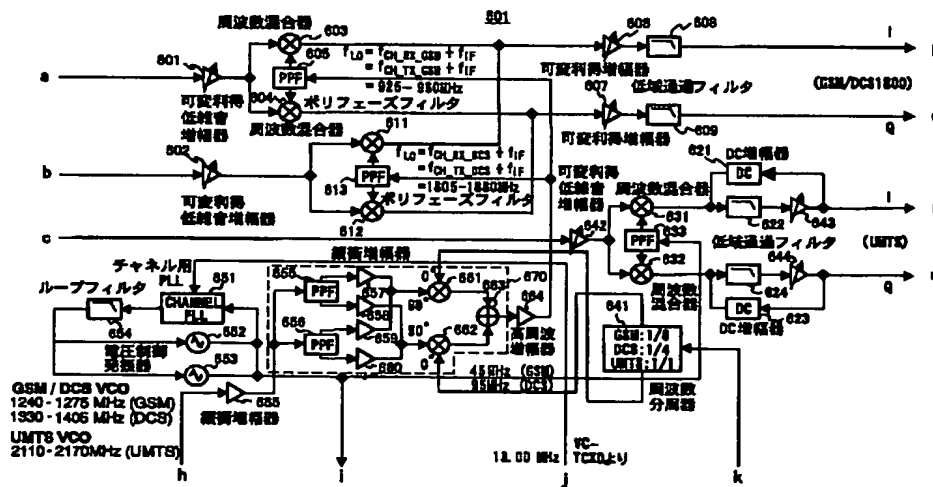
【符号の説明】

501…RF 受信処理部、502…RF 送信処理部、511…アンテナ、516…デュープレкса、551, 552…受信ベースバンド処理部、553, 554…送信ベースバンド処理部、535…可変周波数温度制御水晶発振器 (VC-TCXO)、565…デジタル信号処理装置 (DSP)、571…中央処理装置 (CPU)、572…読出し専用メモリ (ROM)、573…随時書込み読出しメモリ (RAM)、651…チャンネル用 PLL、670…イメージ除去ミキサ、710…固定 PLL、725…位相比較器 (PFD)、750…オフセット PLL

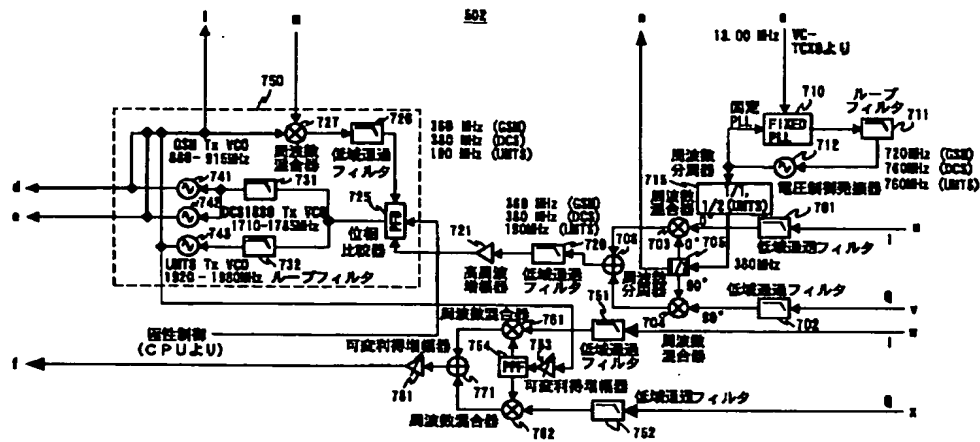
【図 1】



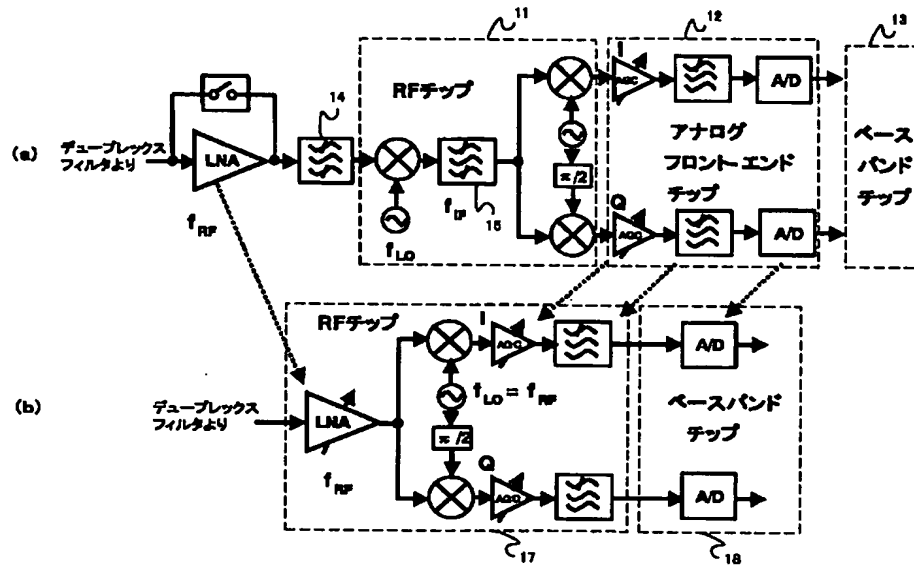
【図 2】



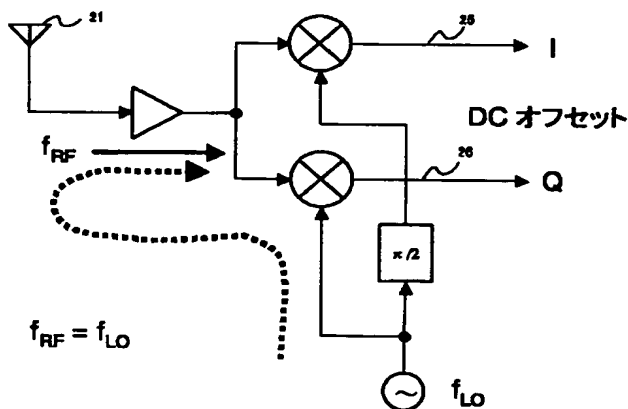
【図 3】



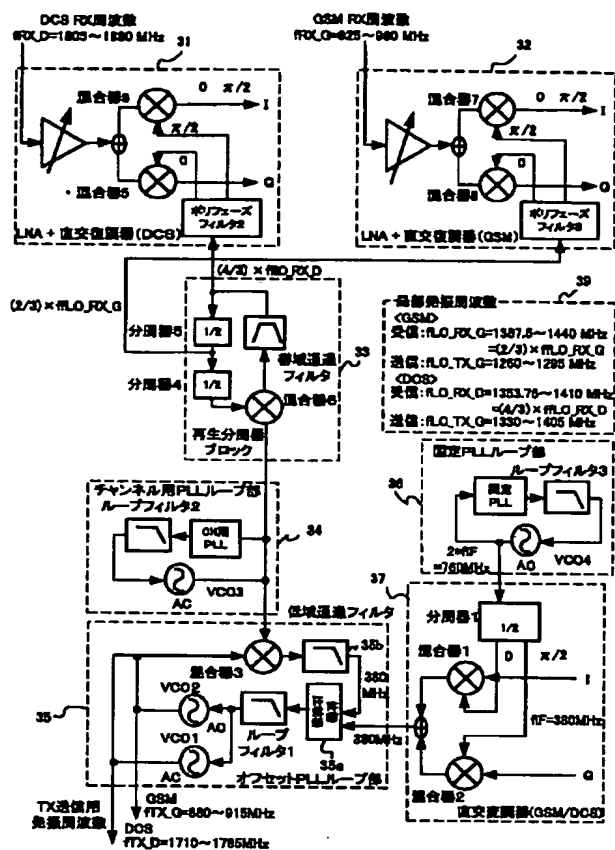
【図 4】



【図 5】



【図 6】



【図 7】

